

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-061790  
 (43)Date of publication of application : 04.03.1994

(51)Int.Cl. H03H 17/02  
 G10H 1/12  
 G10H 7/00

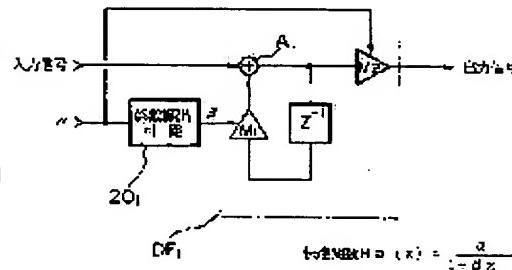
(21)Application number : 04-035423 (71)Applicant : YAMAHA CORP  
 (22)Date of filing : 21.02.1992 (72)Inventor : KUNIMOTO TOSHIKUMI

## (54) DIGITAL FILTER

## (57)Abstract:

PURPOSE: To eliminate the need for complicated function calculation and for provision a table storing in advance nonlinear functions by calculating a coefficient in nonlinear relation to a characteristic of the filter in a way of approximating to one polynomial or over.

CONSTITUTION: An input signal of a filter DF1 is fed to one input terminal of an adder A, and an output signal of the adder A1 is fed to a multiplier input terminal of a multiplier M2 and a delay input terminal of a delay element Z-1. The output signal from the delay element Z-1 is given to the multiplier M1 in which a coefficient  $\beta$  is multiplied with the signal and the product is fed back to another input terminal of the adder A1. On the other hand, a signal fed to a multiplier input terminal of the multiplier M2 is multiplied with a coefficient  $a$  and the result of multiplication is outputted externally as an output signal of the digital filter. Thus, each coefficient of a discrete transfer function of the digital filter, especially a coefficient including a nonlinear function term is approximated by one polynomial or more not including an exponential function and a trigonometric function.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.09.1994  
 [Date of sending the examiner's decision of rejection] 15.10.1996  
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
 [Date of final disposal for application]  
 [Patent number]  
 [Date of registration]  
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
 [Date of extinction of right]

P-2222

(2)

特開平06-061790

(19)日本国特許庁 (JP) (12)公開特許公報 (11)特許出願公開番号

特開平6-61790

(43)公開日 平成6年(1994)3月4日

(5)Int.Cl*	般別記号	序内整理番号	F I	技術表示館
H 03 H 17/02 G 10 H 1/12 7/00	L 7037-5 8622-5H 8622-5H 8622-5H	521 S C 10 H 7/00		

(21)出願番号 特願平4-35423	(71)出願人 000004075	(72)発明者 静岡県浜松市中浜町10番1号 田本 利文 静岡県浜松市中浜町10番1号 会社内 (74)代理人 井理士 志賀 正武 (外2名)
(22)出願日 平成4年(1992)2月21日		

## (54)【発明の名称】 ディジタルフィルタ

## (57)【要約】

【目的】複雑な閾値計算を行う必要がない、また、予め非線形閾値を格納したテーブルを用意しておく必要がないディジタルフィルタを提供すること。

【構成】アナログフィルタの伝達関数を  $s - z$  変換し、この変換された伝達関数の各係数を、特に非線形閾値を含むテーブルを少なくとも一個以上の多項式にて近似する。この近似された伝達関数の係数  $\beta$  を、所望のフィルタ特性に基づく閾値  $\alpha$  から係数出回路20が演算し、乗算器M1の乗算係数として供給する。

で、その目的とするところは、ディジタルフィルタの伝達関数に含まれる非線形関係にある係数を、線形な関係による関数を用いて算出することによって、非線形関数の複雑な計算を行う必要がない、あるいは、前述したようなテーブルを用意しておく必要のないディジタルフィルタを提供することにある。

【00007】  
【課題を解決するための手段】この発明は、上記課題を解決するために、所定のアナログフィルタの伝達関数と等価な離散伝達関数を有し、この離散伝達関数の一部に非線形閾値が含まれるディジタルフィルタにおいて、前述の複雑な計算を行わざることを、前記非線形閾値は、指數関数および三角関数を含まない一箇以上の多項式によって近似されたことを特徴としている。

【00008】  
【作用】上述した構成によれば、ディジタルフィルタの離散伝達関数の各係数、特に、非線形閾値を含む係数は、指數関数および三角関数を含まない一箇以上の多項式によって近似される。この近似された各係数は、非線形閾値を複雑な計算を行うことなく乘算算算を用いて演算することができる。各係数の算出は断面ハードウェアソフトウェアによるCPUの計算等によって高速に行うことができる。したがって、フィルタ特性に正しくパラメータ情報を変化させても、この変化に追従させて各係数を算出することができ、ディジタルフィルタの特性をリアルタイムに制御させることができになる。

【00009】  
【実施例】以下、この発明の各実施例について図面を参照して説明する。これらの実施例では、まず、アナログフィルタの伝達関数を  $s - z$  変換し、この変換された伝達関数に含まれる非線形閾値を一箇以上の多項式(線形多项式)によって近似する。アナログフィルタには様々な種類があり、また、 $s - z$  変換にも、標準変換や整合 $\times$ 変換等の様々な種類がある。さらに、近似の方法にも、級数展開の近似や微分の差分近似等がある。つまり、これら組み合わせることにより、非常に多くの種類が考えられる。そこで、 $s - z$  変換と近似方法との組み合わせによるディジタルフィルタの構成について、いくつかの実施例を参照して説明する。

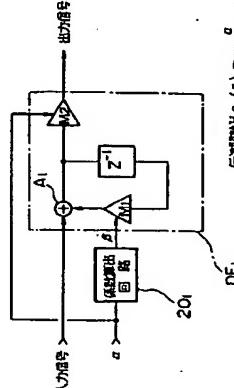
【00010】A: 1次LPF (ローパスフィルタ) はじめに、简单な1次LPF (s) に  $s - z$  変換を施して、伝達関数  $H_a(z)$  を求める。以下、この  $s - z$  変換による1次LPF (1次近似) は、次式によって表すことができる。

【数1】  

$$H_a(s) = \frac{a}{s + a} \quad \dots \dots \dots (1)$$

この伝達関数  $H_a(s)$  に  $s - z$  変換を施して、伝達関数  $H_a(z)$  を求める。以下、この  $s - z$  変換による1次LPF (1次近似) 各々説明する。

【00011】A-1-1: 標準 $\times$ 変換による1次LPF (1次近似)



$$H_a(z) = \frac{a}{1 - \beta z^{-1}}$$



$$\text{Ha}(z) = \frac{\alpha / (1 + \alpha)}{1 - \frac{1}{1 + \alpha} z^{-1}}$$

[0025] さらに、式(B2)を近似することを考える。一般に  $1 / (1 + x)$  の関数を式の上うな級数に  $\frac{1}{1+x} = 1 - x + x^2 - \frac{2x^3}{3!} + \dots$  と近似するときには、式(A3)と同じに、式(B3)の1次の項(第2項)だけを用いて近似することにより、式(A5)と同じになる。

つまり、双線形変換を用いた場合の系数算出回路200の構成は、図1に示すものと同一になり、この場合の系数算出回路200の構成も図2に示すものと同一になる。したがって、前述した第一実施例と同様に、係数の算出が容易になり、 $\alpha$ が連続的に変化しても、この変化に追従して係数を変化させることができるので、フィルタの特性をリアルタイムに変更することができる。

したがって、この場合の伝送関数  $\text{Ha}(z)$  は、式のようになる。

$$\text{Ha}(z) = \frac{\alpha}{1 - (1 - \alpha + \alpha^2) z^{-1}}$$

この実施例によるデジタルフィルタの構成は、図1に示すものと同じものになるが、系数算出回路201は図5に示す系数算出回路203に置き換わる。

図5は、 $\beta = 1 - \alpha + \alpha^2$  なる係数  $\beta$  を算出する系数算出回路203の一例である。この図では、系数算出回路203は加算器B4、B5と乗算器C3から構成される。

[0029] まず、 $\alpha$ は、加算器B4の被算入力端(-)、乗算器C3の一方の入力端、および乗算器C3の他方の入力端に各々供給される。また、加算器B4の加算結果は  $(1 - \alpha)$  となつて、加算器B5の一方の入力端に供給される。一方、乗算器C3の他方の入力端に供給されると、 $\alpha^2$ が算出され、加算器B5は、 $\alpha^2(1 - \alpha + \alpha^2)$  なる係数

を算出する。この結果、この結果、このデジタルフィルタの伝送関数は、式(B8)に示すものとなる。なお、この場合、系数算出回路203は  $\beta = 1 - \alpha + \alpha^2$  なる係数  $\beta$  を算出することができる。この図は、以下同様に、双線形変換を用いて2次以上

の近似を行った1次LPFを実現することができる。したがって、前述した第二実施例と同様に、係数を算出することが容易になり、 $\alpha$ が連続的に変化しても、この変化に追従して係数を変化させることができるので、フィルタの特性をリアルタイムに変化させることができる。

たがって、前述した第二実施例と同様に、係数を算出することが容易になり、 $\alpha$ が連続的に変化しても、この変化に追従して係数を変化させることができるので、フィルタの特性をリアルタイムに変化させることができる。

したがって、第三実施例と同様に、係数を算出することが容易になり、 $\alpha$ が連続的に変化しても、この変化に追従して係数を変化させることができる。

[0031] B : 2次LPF 上述した各実施例では簡単な1次LPFについて説明した。次に、やや複雑な例として、2次のLPFについて

説明する。周知のように、アナログフィルタを用いた2次LPFの伝送関数  $\text{Ha}(s)$  は、次式のようになる。

$$\text{Ha}(s) = \frac{\alpha^2 Q}{s^2 + \alpha Q s + \alpha^2}$$

.....(C1)

この伝送関数  $\text{Ha}(s)$  に  $s - z$  変換を施して、伝送関数  $\text{Ha}(z)$  を求める。この  $s - z$  変換に、標準  $z$  変換と並合  $z$  変換、および双1次変換を用いた各実施例について各自説明する。式(C1)に標準  $z$  変換を施して  $z$  の伝送関数  $\text{Ha}(z)$  にすると、

【数17】

[0032]  $B^{-1}$  : 標準  $z$  変換による2次LPF

$$\text{Ha}(z) = \frac{2\alpha Q X D(-\alpha Q/2) \sin(\alpha(1-q^2/4)^{1/2}) z^{-1}/(4-q^2)^{1/2}}{1-2\exp(-\alpha Q/2) \cos(\alpha(1-q^2/4)^{1/2}) 2^{-1+\theta} \times p(-\alpha Q)^{-2}}$$

.....(C2)

c o s(x) ≈ 1-x^2/6

.....(C3)

10033】次に、式(C2)の  $z^{-1}$  の各係数に含まれる各関数を、級数展開の低次の項のみを用いて近似する。

(z)は次式のようになる。

【数18】

$$\begin{aligned} \text{exp}(x) &\approx 1+x \\ \text{sin}(x) &\approx x \\ \text{Ha}(z) &= \frac{\alpha^2 Q (1-\alpha Q/2) (1-q^2/4)^{1/2} z^{-1}}{1-2(1-\alpha Q/2) (1-\alpha(1-q^2/4)^{1/2}/6) 2^{-1}+(1-\alpha Q)^{-2}} \end{aligned}$$

.....(C4)

c o s(x) ≈ 1-x^2/6

.....(C5)

10034】次に、式(C2)に代入し、さらに、1/

$(4-q^2)^{1/2}$ を1/2で近似すると、伝送関数  $\text{Ha}(z)$

【数19】

となる。ここで、 $q$ はレンサンスを表す。

10035】この実施例のよう、 $q - z$  変換の伝達関数がやや複雑であっても、各係数に様々な近似を施すことができる。

【数20】

10036】B : 2 : 伝送関数による2次LPF

これによつて行うことができる。したがつて、2次LPFのようなら多少複雑なフィルタであつても、乘算係数

【数21】

10037】この実施例のよう、この実施例は2次の直通型1

【数22】

IRフィルタDF2と係數算出回路211から構成され

【数23】

ている。係數算出回路211は、 $a$ 、 $q$ 、および係数から係數B11～13を算出し、各々乘算器M11～13に供給す

【数24】

る。すなわち、M11の係數B11は式(C5)の分子における  $z^{-1}$  の係数(ルートは省略)、M12の係數B12は同式の分子における  $z^{-1}$  の係数、M13の係數B13は同式の分子における  $z^{-2}$  の係数である。そして、乗算器M11～13の各々は、入力データに対し係數B11～13を入力データ

【数25】

となる。式(A3)により  $\exp$  関数を、式(C4)により  $\cos$  関数を各々1次近似すると、式(D1)の分母は式(D1)の分子=

1+  $(\alpha Q + \alpha^2 (1-q^2/4)^{-2}) 2^{-1} + (1-\alpha Q + \alpha^2 Q^2/4)^{-2}$

.....(D2)

[0037] 次に、この伝達関数のデジタルフィルタの構成について説明する。図7は、伝達関数の分子が式(D1)における分子で示され、分母が式(D2)で示されるデジタルフィルタの構成を示すブロック図である。

この図に示すように、この実施例は、2次の直接型11RフィルタDF<sub>3</sub>と係數算出回路22により構成される。係數算出回路22は、係數を簡単な演算のみで行うことができる。したがって、乘算器M21～23の係數B21～23を簡単に演算のみによって行うことができるので、係數B21～23をテーブルを介すことなく高速に算出することができます。したがって、フィルタの周波数特性をリアルタイムに制御することができる。

[0038] この実施例でも、第五実施例と同様に、各係數に様々な近似を施すことによって、乘算器M21～23の係數B21～23を簡単に演算のみによって行うことができる。したがって、乗算器M21～23をテーブルを介すことなく高速に算出することができます。したがって、フィルタの周波数特性をリアルタイムに制御することができる。

[0039] B-3：双1次変換による2次LPF式と、s-z変換による(1+z<sup>-1</sup>)の係數、係數M6において係數B21～23に基づいて入力データを乗算する。これら係數B21～23について解説すると、係數B21は式(01)の分子における(1+z<sup>-1</sup>)の係數、係數B22は式(02)の分母における(-z<sup>-1</sup>)の係數、係數B23は同式の分母における(-z<sup>-2</sup>)の係數である。

$$H_a(z) = \frac{a^2 q (1 + z^{-1}) / (4 + 2 a q + a^2)}{1 - \frac{8 + 2 a^2}{4 + 2 a q + a^2} z^{-1} + \frac{4 - 2 a q + a^2}{4 + 2 a q + a^2} z^{-2}} \quad \text{[数2.1]}$$

となる。これにより、式(E2)は次のよう近似式とすることができる。

$$H_a(z) = \frac{a^2 q (1 + z^{-1})^2 (1 - (2 a q + a^2) / 4) / (1 - (2 a q + a^2) / 4) z^{-1}}{1 - (8 + 2 a^2) / (4 + 2 a q + a^2) z^{-1} + 4} \quad \text{[数2.2]}$$

となる。これにより、式(E2)は次のよう近似式とすることができる。

$$H_a(z) = \frac{a^2 q (1 + z^{-1})^2 (1 - (2 a q + a^2) / 4) / (1 - (2 a q + a^2) / 4) z^{-1}}{1 - (8 + 2 a^2) / (4 + 2 a q + a^2) z^{-1} + 4} \quad \text{[数2.3]}$$

[0040] 次に、伝達関数が式(E3)で示されるデジタルフィルタの構成について説明する。図8は、このデジタルフィルタの構成を示すブロック図である。この図に示すように、この実施例は2次の直接型11RフィルタDF<sub>4</sub>と係數算出回路23により構成される。係數算出回路23は、係數a、q、および各数値から係數M31～33を演算し、各々乗算器M31～M33に供給する。

乗算器M31～M33は、入力データに対する係數「2」を乗算する。これら係數B31～33について説明する。これ係數B31は式(E3)の分子における(1+z<sup>-1</sup>)の係數、係數B32は同式の分母における(-z<sup>-1</sup>)の係數、係數B33は同式の分母における(-z<sup>-2</sup>)の係數である。

[0041] この実施例では、第五および第六実施例と同様に、s-z変換後の伝達関数がやや複雑であつてこの式(F1)に標準z変換を施し、zの伝達関数H<sub>a</sub>

(F3)は次のようになる。

$$H_a(z) = \frac{s}{1 - s + a} \quad \text{[数2.4]}$$

この式(F1)に標準z変換を施し、zの伝達関数H<sub>a</sub>

$$H_a(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - \exp(-a) z^{-1}} \quad \text{[数2.5]}$$

この式のexp(-a)を、式(A3)と同様に1次の項にて近似して、exp(-a) ≈ 1-aとするとき、式

$$H_a(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - (1-a) z^{-1}} \quad \text{[数2.6]}$$

この伝達関数が式(F3)により示される。

[0042] 次に、伝達関数が式(F3)により示されるデジタルフィルタの構成について説明する。図9の(1)、(2)はこのデジタルフィルタの構成を示すブロック図の一例である。同図(1)のデジタルフィルタにおいて、その入力信号は加算器H1の加算入力端(+ )に供給される。加算器H1の加算結果は、このデジタルフィルタの出力信号として外部に出力されるとともに、乘算器M6において係數aが乗算されて加算器H2の一方の入力端に供給される。そして、加算器H2の加算結果は選延器z<sup>-1</sup>の選延入力端に供給される。さらに、選延器z<sup>-1</sup>の出力信号は、加算器H3の減算入力端(-)に供給される。さくて、帰還される。

[0043] また、同図(2)のデジタルフィルタにおいて、その入力信号は、加算器H3の一方の入力端おより加算器H4の減算入力端(-)に供給される。さらには、加算器H4の加算結果は選延器z<sup>-1</sup>の選延入力端に供給される。選延器z<sup>-1</sup>の出力信号は加算器H3の入力端に供給されて、このデジタルフィルタの入力信号と加算される。加算器H3の加算結果は、このデジタルフィルタの出力信号として外部に出力されるとともに、加算器H4の一方の入力端および乘算器M7の入力端に供給される。乘算器M7はその入力信号を係數aでブースト部分に対応するアナログの伝達関数は、式のようによく表すことができる。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数2.7]}$$

[0044] そして、式(G1)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H(z) = \frac{1 - 2 \exp(-a T Q K / 2) \cos(a T (1 - q^2 K^2 / 4)^{1/2}) z^{-1}}{1 - 2 \exp(-a T Q / 2) \cos(a T (1 - q^2 / 4)^{1/2}) z^{-1}} \quad \text{[数2.8]}$$

[0045] そして、式(G1)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数2.9]}$$

[0046] ②カット部分に対応するアナログの伝達関数は、式(G3)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数3.0]}$$

果真し、加算器H5の他方の入力端に供給する。そして、加算器H4の加算結果は、加算器H4の加算入力端(+)に供給される。

[0047] D : 2次MF P

次に、他のフィルタの例として第九実施例である2次MF Pについて説明する。図10は、一般的な2次MF Pの周波数特性を示す特性図である。この図に示すように、K(K>1)はブーストあるいはカット端子を表す。また、aはブーストあるいはカットにおける角周波数である。

①ブースト

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数2.10]}$$

[0048] そして、式(G1)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H(z) = \frac{1 - 2 \exp(-a T Q / 2) \cos(a T (1 - q^2 K^2 / 4)^{1/2}) z^{-1}}{1 - 2 \exp(-a T Q / 2) \cos(a T (1 - q^2 / 4)^{1/2}) z^{-1}} \quad \text{[数2.11]}$$

[0049] そして、式(G1)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数2.12]}$$

[0050] そして、式(G1)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数2.13]}$$

[0051] ②カット部分に対応するアナログの伝達関数は、式(G3)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数3.1]}$$

[0052] ③カット部分に対応するアナログの伝達関数は、式(G3)を整合z変換することにより、式を得る。

$$H_a(s) = \frac{s^2 + a q s + a^2}{s^2 + a q s + a^2} \quad \text{[数3.2]}$$

$$H(z) = \frac{1-2\exp(-aTq_n/2)\cos(aT(1-q^2/4)^{1/2})}{1-2\exp(-aTqK/2)\cos(aT(1-q^2K^2/4)^{1/2})} z^{-1}$$

$$+ \exp(-aTqK/2) \cdot \exp(-aTq) z^{-2} - \exp(-aTqK/2) z^{-1} \quad \dots\dots (64)$$

【0055】そして、ブーストピカットとを合わせると、  
と、すなわち、式 (62) と式 (64) を合わせると、2  
次のMFPにおけるディジタルの伝遡関数は、次式のよ  
うになる。

$$H(z) = \frac{1-2\exp(-aTq_n/2)\cos(aT(1-q_n^2/4)^{1/2})}{1-2\exp(-aTq_n/2)\cos(aT(1-q_n^2/4)^{1/2})} z^{-1}$$

$$+ \exp(-aTq_n) z^{-2} \quad \dots\dots (65)$$

【0057】ここで、ブースト部分の係数を

$$\begin{aligned} q &= qN \\ q &= qD \\ q &= qA \\ q &= qD \end{aligned}$$

に、各々置き換える。そして、式 (65)において、分子  
項、分子項は、ともに上述した LPF の同形である  
ので、次のように近似することができる。

$$\begin{aligned} [0058] \\ [0059] \end{aligned}$$

【0058】ここで、  
H(z) = \frac{1-2z^{-1} + (aTq\_n + a^2T^2q\_n^2/4)}{1-2z^{-4} + (-aTq\_n + a^2T^2q\_n^2/4)} z^{-1}
$$+ z^{-2} + (-aTq_n + a^2T^2q_n^2/4) z^{-2} \quad \dots\dots (66)$$

【0059】なお、この式の伝遡関数で表せられたるMF  
Pフィルタの構成の説明について省略する。

【0060】以下同様に、アナログフィルタの伝遡関数  
に対し  $s-z$  変換を施し、この変換された伝遡関数の各  
係数を一個以上の多项式によって近似することにより、  
様々なフィルタに対処することができる。

【0061】上述した実験例では、係数算出回路 2.0～  
2.3がいずれもハードウェア（加算器、乗算器等）によ  
り構成され、各項係数の算出を行なうものであった。  
次に、ソフトウェアにより乗算係数算出する第十実験例  
を電子楽器に応用した場合について説明する。

E-1：電子楽器の構成  
まず、この電子楽器の構成について説明する。図 1.1 は  
この電子楽器の構成を示すブロック図である。この図に  
おいて、1 は制御プログラムに基づき各種音源や処理等  
を行い、バスに接続された各部を制御する CPU（中央  
演算処理装置）、2 は CPU によって構成されるプロ  
グラムや各種データ等を記憶する ROM（リードオンリ  
メモリ）、3 はプログラム用のワークエリア等を有し、  
各種のデータを一時記憶する RAM（ランダムアクセス  
メモリ）である。

【0062】4 は複数の題によって構成される矩阵であ  
る。この矩阵 4 は、各矩阵毎の押鍵や、押鍵速度等を検出  
する樹構有し、押鍵扭および押鍵速度に対する信号  
を生成して、矩阵インターフェイス 5 に供給する。矩阵

5 は直接直後のカットオフ周波数、f\_d は最終的なカット  
オフ周波数を各々示す。これらカットオフ周波数 f\_d およ  
び f\_c はチャンネル毎に設定される。このような操作  
が実行される。このフィルタ処理は、出力すべき楽音のカットオ  
フ周波数を押鍵時から時間変化させたり、f\_c  
は押鍵直後のカットオフ周波数、f\_d は最終的なカット  
オフ周波数を各々示す。これらカットオフ周波数「f\_d」お  
よび「f\_c」はチャンネル毎に設定される。この操作が実行される  
一方、レジスタ KEV の内容がキーオフイベント KOFF  
である場合には、判断結果が「YES」となり、ステッ  
プ S 6 に進んでキーオフ（消音）処理が行われる。

【0064】ハネルインターフェイス 7 は操作ペネル  
から供給された設定情報から、楽音信号の形成に必要な  
情報を生成して、バスに供給する。すなわち、これらの  
情報は、選択された音色に対する情報を表す音色コ  
ード T C や、カットオフ周波数「c」、「d」に対する情報

等である。8 は持分割にて複数（第 0～第 1.5）チャン  
ネルで動作する楽音合成回路部であり、各々のチャンネ  
ルは、前述の楽音信号の形成に必要な情報、すなわち、  
キーコード T C、音色コード T C、イニシャルタッチ I  
T 等の情報に基づく楽音信号を生成し、フィルタ部 9 に  
供給する。フィルタ部 9 は、その伝遡関数が式 (A7) に  
示すものであり、各チャンネルの楽音信号に対して、係  
数  $a$  および  $b$  に基づくフィルタの操作であるが否かの判別を行う。  
また、上述した様成による実施例の動作について、図 1  
～図 6 を参照して説明する。なお、この動作説明では、  
CPU にて実行される各ルーチン毎に分けて説明  
する。

【0066】E-2-1：メインルーチンの動作。  
はじめに、この電子楽器に電源が投入されると、CPU  
は図 1.3 に示すメインルーチンの実行を開始し、接ル  
ーチンのステップ S 1 を実行する。ステップ S 1 に  
おいて CPU は、初期化処理を行つて、RAM 3 内の  
各種レジスタのゼロリセットや、また、周辺回路の各種  
変数に初期設定値を書き込み等を行う。この初期化処理  
後、フローはステップ S 2 に進む。ステップ S 2 に  
おいて CPU は、矩阵 4 の各鍵を走査してこの押鍵鍵  
状態を検出し、次のステップ S 3 に進む。

【0067】ステップ S 3において、CPU は矩阵  
4 から毎イベント（状態変化）の有無を判別する。ここ  
で、押鍵等の毎イベントが検出されると、判断結果が  
「YES」となり、次のステップ S 4 へ進む一方、毎  
イベントが検出されない場合は、この判断結果は  
「NO」となり、後述するステップ S 8 へ進む。ステ  
ップ S 4 において CPU は、鍵イベントの状態 (K  
ONあるいはOFF) をレジスタ KEV に、キーコード  
KFC をレジスタ KFC に、そしてイニシャルタッチ IT  
をレジスタ IT に、各々の檢出状態を反映した値を各レ  
ジスタに設定して、フローをステップ S 5 へ進める。

【0068】次に、ステップ S 5において CPU 1  
は、レジスタ KEV の内容がキーオンイベント KON に  
対応するものであるか否かを判別する。つまり、鍵イベ  
ントが押鍵時に對応するものであるか否かが判別される。  
ここで、レジスタ KEV の内容がキーオンイベント KON  
である場合には、判断結果が「YES」となり、ステ  
ップ S 6 に進んでキーオン（発音）処理が行われる一  
方、レジスタ KEV の内容がキーオフイベント KOFF  
である場合には、判断結果が「NO」となり、ステッ  
プ S 7 に進んでキーオフ（消音）処理が行われる。な  
お、これらキーオン/キーオフ処理の詳細については後  
述する。そして、これら処理が終了すると、空き  
チャンネルがサーチされた場合には、この判別結果が  
「YES」となり、後述のステップ S 8 に進む一方、

【0069】ステップ S 8において CPU 1 は操作ペ  
ネル 6 の各スイッチを走査して、これらスイッチによる  
設定状態を検出し、キーをステップ S 9 へ進む。ステップ S 9 では、この設定状態から CPU 1 はハネ  
ルイベントが YES となり、次のスイッチを抽出され  
が検出されると、判断結果が「YES」となり、次のス  
テップ S 10 へ進む一方、ハネルイベントが抽出され  
ない場合には、ここで判断結果は「NO」となり、後  
述するステップ S 13 へ進む。

【0070】さらに、ステップ S 10において、CPU  
U 1 はステップ S 9 にて検出されたペネルイベントが  
ファイルバーメータの操作であるか否かの判別を行う。  
ハネルイベントがファイルバーメータの操作である場合  
には、判断結果が「YES」となり、次のステップ S 11  
に進み、CPU 1 は、RAM 3 内のレジスタにファイル  
バーメータの設定値を書き込んで、ステップ S 11  
に進む。一方、ハネルイベントがファイルバーメータ  
の操作でない場合には、判断結果が「NO」となり、ス  
テップ S 12 に進み、CPU 1 は、RAM 3 内のレジ  
スタに操作ハネル 4 の設定値、例えば、音色の設定値や  
効果の設定値を書き込んで、ステップ S 13 に進む。

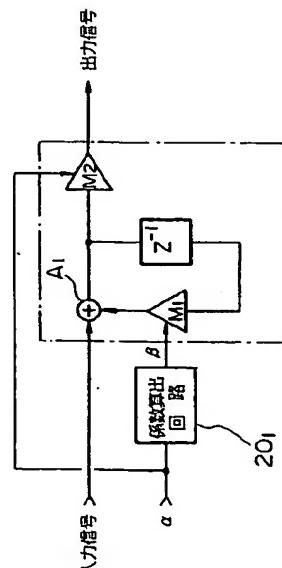
【0071】次に、ステップ S 13において、CPU  
1 はファイル時変動処理を行う。この処理は、染音合成  
回路部 8 の各系係数により生成された染音信号に対  
しては後述する。該処理が実行されるもので、詳細に  
については後述する。該処理が実行されるもので、詳細に  
については後述する。該処理が実行されるまでステップ  
S 2～S 4 に限り、電源が切断されるまでステップ S 2～  
S 4 の一連の処理が繰り返し実行される。

【0072】E-2-2 : キーオン処理ルーチンの動作  
CPU 1 は、そのフローが前述したステップ S 2～  
S 4 に示すキーオン処理ルーチンを実行し、該  
ルーチンをステップ S 11 に進める。このルーチンで  
は、大別すると次の処理がなされる。すなわち、染音信  
号を生成させるチャンネルが割り当てられ、該チャンネ  
ルの状態が設定される。このチャンネルに各情報が供給  
されて、染音信号の生成が開始される。さらに、フィル  
タ特性に關する情報がファイル部 9 に供給される。以  
下、これらについて説明する。

【0073】まず、ステップ S 11 に進むと、CPU 1  
は、染音合成回路部 8 の解当可能な空きチャンネルを解  
きチャンネルから第 1 チャンネルまで順次サーチし、  
ステップ S 2 に進む。ここで、空きチャンネルとは、  
発音待機の状態でないものを指している。ステッ  
プ S 2 において CPU 1 は、ステップ S 11 において  
空きチャンネルがサーチされたか否かを判断する。空き  
チャンネルがサーチされた場合には、この判別結果が  
「YES」となり、後述のステップ S 14 に進む一方、



[図1]

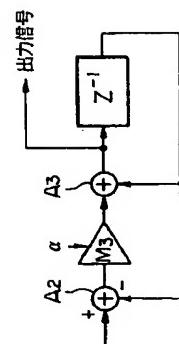


$$\text{伝達関数 } H_a(z) = \frac{\alpha}{1 - \beta z^{-1}}$$

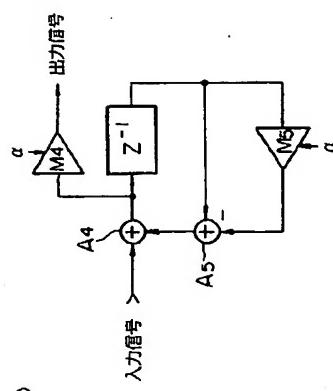
[図2]



[図3]

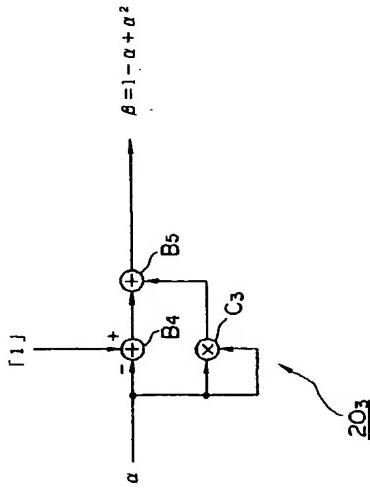


(1)



(2)

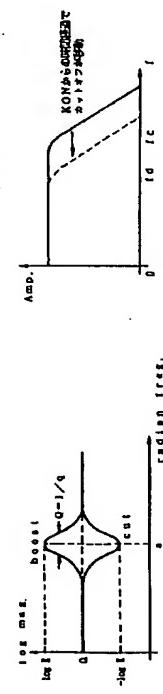
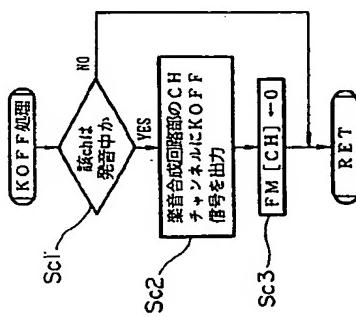
[図4]



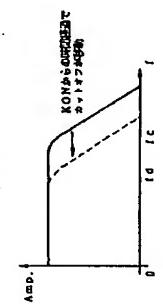
[図5]

FM [CH] → 0  
RET

[図1.5]

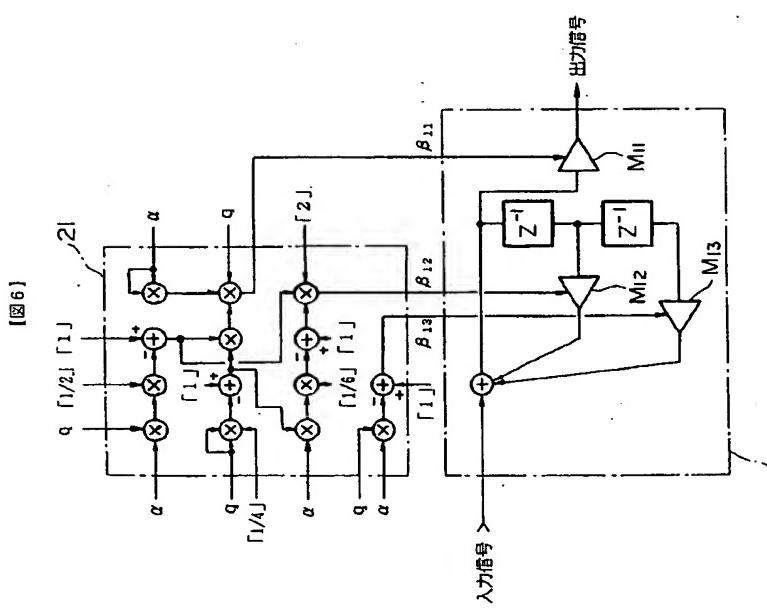


[図1.6]



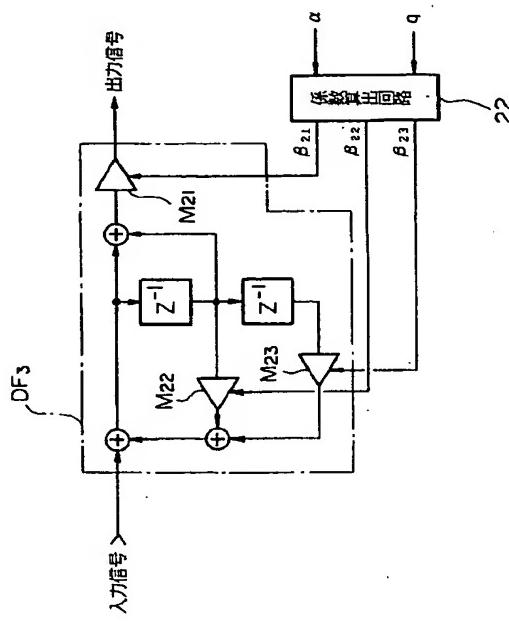
[図1.7]

(16)



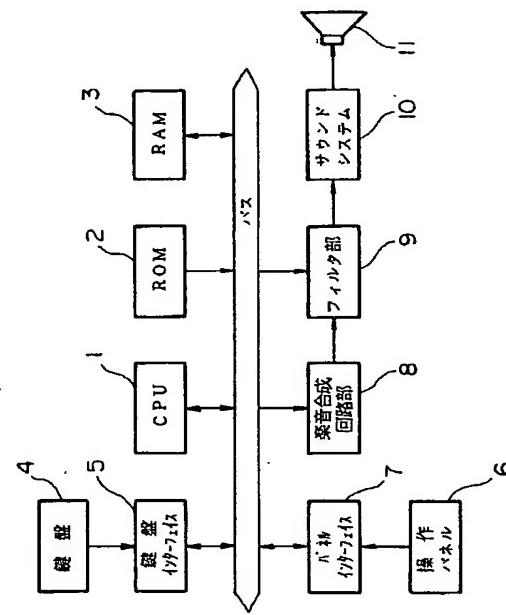
$$\text{伝達関数} H(a(z)) = \frac{\beta_{1,1}z^{-1}}{1 - \beta_{1,2}z^{-1} - \beta_{1,3}z^{-2}}$$

[図7]



$$\text{逆変則数(Ha)}(z) = \frac{\beta_{21}(1+2^{-1})}{1-\beta_{22}2^{-1}-\beta_{13}2^{-2}}$$

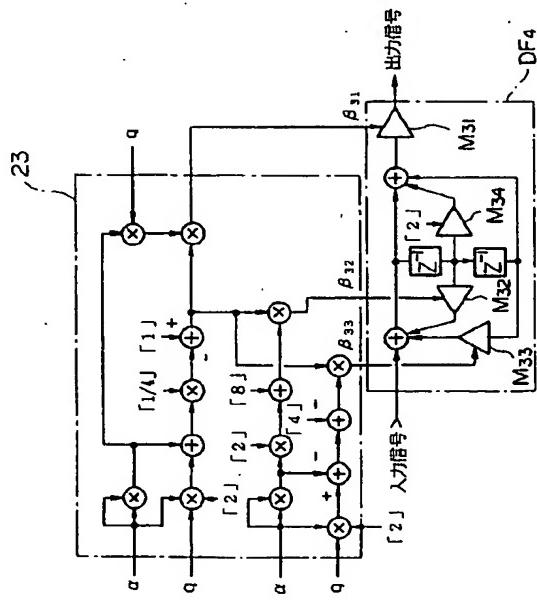
11



(17)

特開平06-061790

[図8]

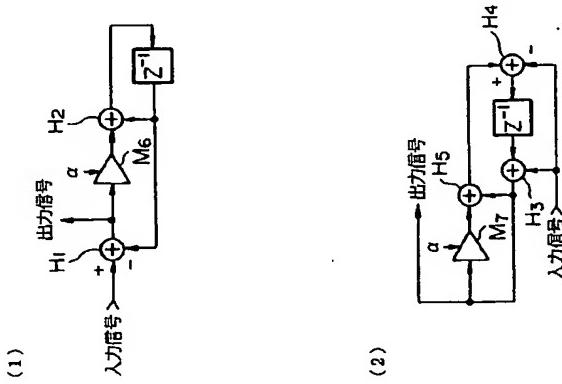


23

(18)

特開平06-061790

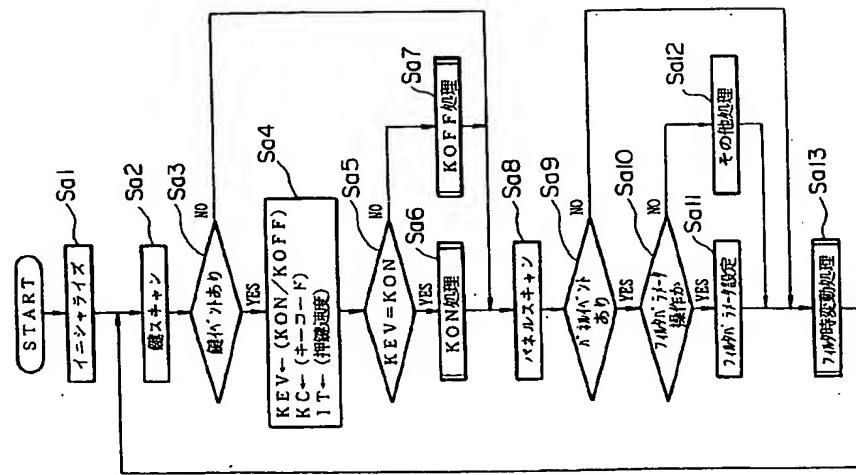
[図9]



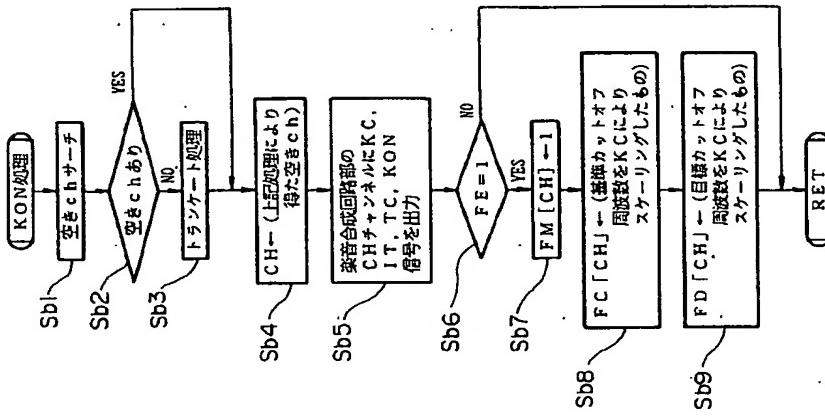
(1)

(2)

[図1.3]



[図1.4]



[図16]

